

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.



(19)

(11) Publication number:

10093388 A

Generated Document.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN(21) Application number: **09173175**(51) Intl. Cl.: **H03H 9/64 H03H 9/145**(22) Application date: **13.06.97**

(30) Priority: 12.08.96 US 96 689451 (43) Date of application publication: 10.04.98 (84) Designated contracting states:	(71) Applicant: MOTOROLA INC (72) Inventor: ALLEN DONALD EUGENE MINK JEFFREY THOMAS (74) Representative:
---	--

**(54) DIFFERENTIAL INPUT
AND/OR DIFFERENTIAL
OUTPUT PARALLEL
COUPLING SURFACE
ACOUSTIC WAVE FILTER
AND ITS METHOD**

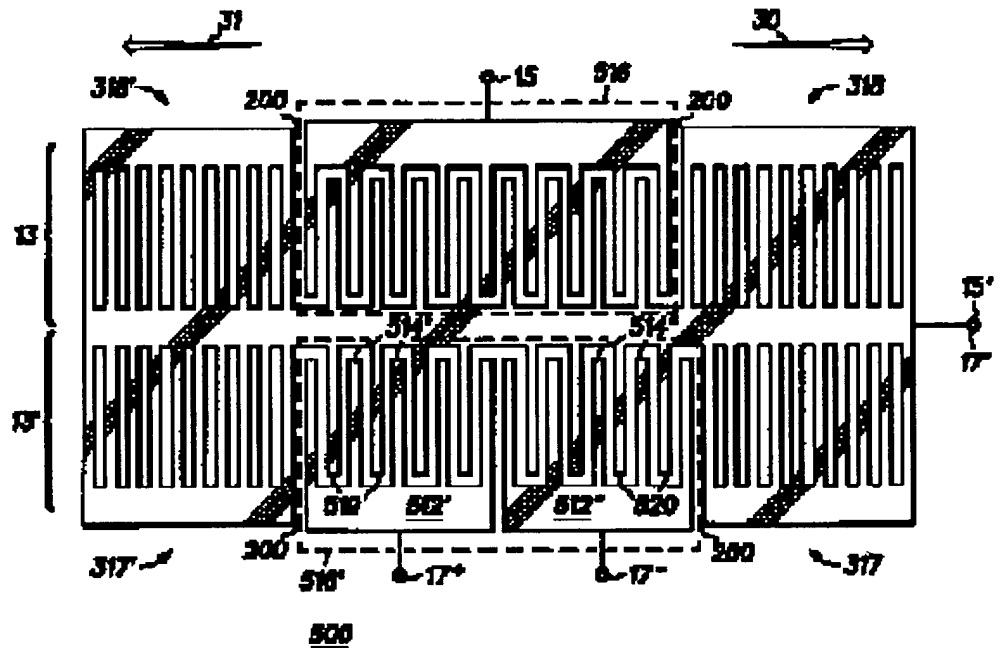
(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain the surface acoustic wave (SAW) filter provided with the differential input and/or differential output parallel coupling resonator.

SOLUTION: This method is a method to generate a surface acoustic wave device 500 and made up of a step providing a substrate aiding propagation of an acoustic wave and an arrangement step where 1st transducers are arranged on the substrate. The arrangement step include steps arranging 1st to 4th electrode groups on the substrate. The 1st group 514' is coupled with a 1st electric interconnection section 17+, the 2nd group 514" is coupled with a 2nd electric interconnection section

17-. The 3rd group 519 is coupled with a common interconnection section 17' and electrodes of the 1st group 514' are inserted. The 4th group 520 is coupled with the common interconnection section 17' and electrode of the 2nd group 514' are inserted. The 4th group 520 is arranged with the 3rd group 519 and deviated from them by an integer multiple of a half wavelength of a sound wave corresponding to a center frequency of the acoustic device.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-93388

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月10日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 3 H 9/64
9/145H 0 3 H 9/64
9/145Z
Z

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平9-173175

(22) 出願日 平成9年(1997) 6月13日

(31) 優先権主張番号 6 8 9 4 5 1

(32) 優先日 1996年 8月12日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 390009597

モトローラ・インコーポレイテッド
MOTOROLA INCORPORAT
REDアメリカ合衆国イリノイ州シャンパーグ、
イースト・アルゴンクイン・ロード1303(72) 発明者 ドナルド・ユージーン・アレン
アメリカ合衆国アリゾナ州ギルバート、ノ
ース・リアタ1318(72) 発明者 ジェフリー・トーマス・ミンク
アメリカ合衆国アリゾナ州テンピ、イース
ト・ジェネバ・ドライブ2440

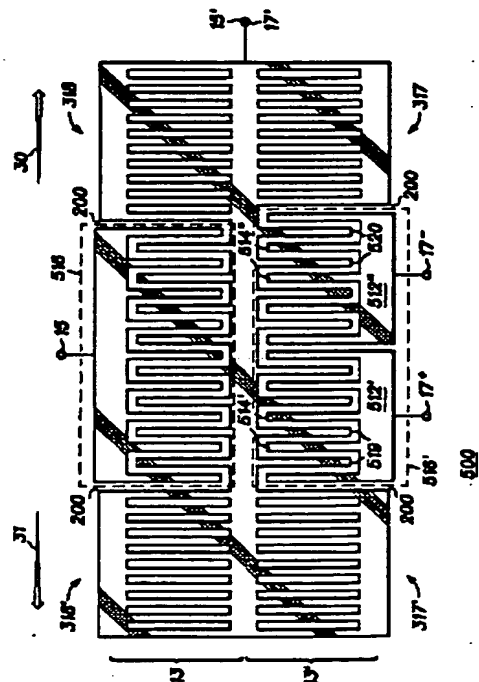
(74) 代理人 弁理士 大貫 進介 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 差分入力および/または差分出力並置結合型表面弾性波フィルタおよびその方法

(57) 【要約】

【課題】 差分入力および/または差分出力並置結合型共振器を設ける表面弾性波 (SAW) フィルタの設計と関連方法。

【解決手段】 音波装置 500、600、701、801、901、1001 を作成する方法である。本方法は、音波伝播を支援することのできる基板 11 を設ける段階と、第 1 トランスデューサ 518、518' をその上に配置する配置段階とによって構成される。配置段階は、基板上に第 1 ないし第 4 電極群を配置する段階を含む。第 1 群 514' が第 1 電気相互接続部 17+ に結合し、第 2 群 514" が第 2 電気相互接続部 17- に結合する。第 3 群 519 が共通電気相互接続部 17' に結合し、第 1 群 514' の電極が挟み込まれる。第 4 群 520 が共通電気相互接続部 17' に結合し、第 2 群 514' が挟み込まれる。第 4 群 520 は、第 3 群 519 と整列構造に配置され、音波装置の中心周波数に対応する音波の半波長の整数倍だけ、そこから偏位される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)を作成する方法であって:

a) 音波伝播を支援することのできる基板(11)を設ける段階; および

b) 前記基板(11)上に第1トランスデューサ(518, 518')を配置する段階であって、前記第1トランスデューサ(518, 518')を配置する前記段階が:

i) 第1周期を有する第1群の電極(514')を前記基板(11)上に配置する段階であって、前記第1群の電極(514')が第1電気相互接続部(17+)に結合される段階;

ii) 前記第1周期を有する第2群の電極(514'')を前記基板(11)上に配置する段階であって、前記第2群の電極(514'')が第2電気相互接続部(17-)に結合される段階;

iii) 前記第1周期を有する第3群の電極(519)を前記基板(11)上に配置する段階であって、前記第3群の電極(519)が共通電気相互接続部(17')に結合され、前記第3群の電極(519)に前記第1群の電極(514')が挟み込まれる段階; および

iv) 前記第1周期を有する第4群の電極(520)を前記基板(11)上に配置する段階であって、前記第4群の電極(520)が前記共通電気相互接続部(17')に結合され、前記第4群の電極(520)に前記第2群の電極(514'')が挟み込まれ、前記第4群の電極(520)が前記第3群の電極(519)と整列構造に配置されて前記音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)の中心周波数に対応する音波の半波長の整数倍だけそこから偏位される段階; によって構成される段階; によって構成されることを特徴とする方法。

【請求項2】 音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)であって: 音波伝播を支援することのできる基板(11); および前記基板(11)上に配置される第1トランスデューサ(518, 518')であって: 前記基板(11)上に配置され、第1電気相互接続部(17+)に結合される第1周期を有する第1群の電極(514'); 前記基板(11)上に配置され、第2電気相互接続部(17-)に結合される前記第1周期を有する第2群の電極(514''); 前記基板(11)上に配置され、共通電気相互接続部(17')に結合される前記第1周期を有する第3群の電極(519)であって、前記第1群の電極(514')が挟み込まれる前記第3群の電極(519); および前記基板(11)上に配置され、前記共通電気相互接続部(17')に結合される前記第1周期を有する第4群の電極(520)であって、前記第4群の電極(520)には前記第2群の電極(514'')が挟み込まれ、前記

第3群の電極(519)と整列構造に配置されて、前記音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)の中心周波数に対応する音波の半波長の整数倍だけそこから偏位される前記第4群の電極(520); によって構成される第1トランスデューサ(518, 518'); によって構成されることを特徴とする音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)。

【請求項3】 音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)であって: 音波伝播を支援することのできる基板(11); および前記基板(11)上に配置される第1トランスデューサ(518, 518')であって: 第1周期を有する第1組の挟込楕形電極(514')であって、第1電気相互接続部(17+)と共通相互接続部(17')とを有する前記第1組の挟込楕形電極(514'); および前記第1周期を有する第2組の挟込楕形電極(514'')であって、第2電気相互接続部(17-)と共通相互接続部(17')とを有する前記第2組の挟込楕形電極(514''); を組み合わせて構成される第1トランスデューサ(518, 518')であって、前記共通相互接続部(17')に結合される前記第1組(514')および第2組(514'')の挟込楕形電極が前記音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)の中心周波数における半音波長の整数倍だけ互いに偏位される前記第1トランスデューサ(518, 518'); によって構成されることを特徴とする音波装置(500, 600, 701, 801, 901, 1001)。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、音波を利用する超小型電子装置に関し、さらに詳しくは、差分入力差分出力並置結合型表面弾性波(SAW: surface acoustic wave)フィルタに関する。

【0002】

【従来の技術発明が解決しようとする課題】 ここで用いられる「電極フィンガ」、「電極」および「フィンガ」という用語は、音響経路に沿って延在し、経路内の音波の音波面に全体として平行な長い形状を有する電極を交換可能に意味する。図1は、従来技術による単極SAW共振器10の電極14の構造を示す。図1は、音波伝播基板11であって、その上に配置されたパターン19を有する基板11を示す。SAW共振器10は、接地端子15'と参照される単端入力端子15を有する。パターン19は、一連の電極フィンガ14に接続されたバス・バー12, 12'によって有用に構成される。電極フィンガ14とバス・バー12, 12'とは、共にトランスデューサ16を形成する。トランスデューサ16は、基板材料の好適な軸に沿って、適切に作成されたその表面上に配置される。トランスデューサ16は音波長の1/4

の幅を有することが多く、 $1/2$ 音波長中心上に配置され、普通は連係するバス・バー12, 12'に交互に結合される一連の周期的に配置された電極フィンガ14によって構成されるが、他の構造も可能であり有用である。適切な周波数で端子15に(すなわちバス・バー12, 12'の両端に)電氣的刺激が印加されると、音響エネルギーは第1軌道13内を伝播する。通常、トランスデューサ16などのトランスデューサは、12, 12'などのバス・バーにおいて適切な周波数の電氣的信号により励起されると方向30, 31に音波を発し、方向30および/または31に沿って進む適切な周波数の音波により音響ホログラムとなると、バス・バーに電氣信号を示すのが普通である。

【0003】この種の共振器は、少なくとも2つの反射器18, 18'と、反射器18, 18'間に配置された少なくとも1つのトランスデューサ16とを備え、集合的に第1軌道13を形成する。図1のその他の重要な設計上の特徴は、反射器18, 18'とトランスデューサ16との間に配置される間隙20である。間隙20は、音波長の $1/4$ を超える幅を有するのが普通である。

【0004】図2は、従来技術による、2つの単極SAW共振器を近接して配置することにより形成される並置結合型共振器100の平面図である。音波伝播基板11は、その上に配置されたパターン119を有する。並置結合型SAW共振器100は、入力端子15, 接地端子15', 出力端子17および接地端子17'を備える。パターン119は、一連の電極フィンガ114に接続されたバス・バー112, 112'によって有用に構成される。電極フィンガ114, 入力バス・バー112および接地電極フィンガ113がトランスデューサ116を形成する。同様に、電極フィンガ114', 出力バス・バー112'および接地電極フィンガ113'がトランスデューサ116'を形成する。トランスデューサ116, 116'は、基板材料の好適な軸に沿って、その適切に作成された表面上に配置される。この種の共振器は、通常、少なくとも2つの反射器118, 118'と、反射器118, 118'間または117, 117'間にそれぞれ配置される少なくとも1つのトランスデューサ116または116'を備える。図2におけるもう1つの重要な設計上の特徴は、反射器118, 118'とトランスデューサ116, 116'との間に配置された間隙200である。間隙200は、音波長の $1/4$ を超える幅を持つのが普通である。

【0005】トランスデューサ116および反射器格子118, 118'は、共に第1軌道13を形成し、トランスデューサ116'および反射器格子117, 117'は共に並置結合型SAW共振器100の第2軌道13'を形成する。適切な周波数で端子15に電氣的刺激が与えられると、第1軌道13に音響エネルギーが起る。このエネルギーは、第2軌道13'に横方向に結合さ

れ、最終的には端子17で電氣エネルギーに変換される。

【0006】図3は、従来技術による二極並置結合型SAWフィルタ300の別の実施例を示す。この実施例においては、端子15はバス・バー312に電氣信号を結合し、この信号がトランスデューサ316を介して音響エネルギーに変換される。第1軌道13内のこの音響エネルギーは第2軌道13'に結合し、バス・バー312'および端子17に電氣的に結合されるトランスデューサ316'を介してさらに電氣エネルギーに変換される。15'と17'の両方を共通接地位置で接地することは当技術では周知である。電氣エネルギーから音響エネルギーへの変換効率の周波数に対する依存性は、主にトランスデューサ316, 316'と反射器318, 318'との構造により決定され、この周波数依存性により、有用な濾波特性を有する伝達関数が発生する。

【0007】図4は、従来技術による単独の入力端子と単独の出力端子とを有する並置結合型四極SAWフィルタの簡略化された平面図である。従来の四極並置結合型SAWフィルタは、従来の二極並置結合型SAWフィルタの対を1つの電氣結合トレース400で接合することにより製造される。

【0008】切断角度が32ないし42+度のSTカットクォーツ(切断角度=42.75度)の基板11が、いくつかの用途に関しては好ましい。フィルタ・パターンは、多くの場合数十ないし数百ナノメートルの厚みを有するアルミニウムによって構成される金属薄膜を、集積回路製造で採用されるものと同様の方法で付着およびパターンングすることにより作成されるのが普通である。基本的な単極SAW共振器10(図1)は、反射格子18, 18'の間に配置された交互嵌合電極フィンガ14を備えるトランスデューサ16を含むのが普通である。2つの単極SAW共振器が互いに近接して配置されると、新規の構造が作り出され、エネルギーは第1トランスデューサおよび反射格子軌道から第2トランスデューサおよび反射格子軌道へと横方向に結合される。たとえば、第1軌道13が電氣的に駆動されると、エネルギーは第2軌道13'に結合し、結果として並置結合型フィルタ300ができあがる。

【0009】並置結合型共振器フィルタ100, 300は、入力端子15, 15'に存在する信号の狭帯域濾波を行い、出力端子17, 17'に出力信号を設ける。この種の並置結合型共振器フィルタは、隣接阻止機能の優れた一層構造の急峻スカート濾波(steepest skirted filtering)を行う。このため、並置結合型SAWフィルタは、現在のセルラ電話設計構造で用いるのに適した狭帯域幅中間周波数フィルタとして頻繁に用いられる。

【0010】残念ながら、並置結合型共振器フィルタの幾何学形状は、平衡(差分)入力および/または平衡(差分)出力構造内で動作するには容易にならない。しかし、平衡構造は、設計上の観点からは非常に望

ましいことが多い。平衡構造とは、正のリード線および接地と負のリード線および接地との間のインピーダンスが等しいことを意味すると理解される。しかし、差分入力および/または差分出力終端をもって動作することのできる表面弾性波(SAW)フィルタに関して、電気通信産業の設計者からは需要が増大しつつある。

【0011】SAWフィルタを差分入力および/または差分出力端子構造をもって設計できると、このSAWフィルタを、たとえばセルラ電話内の平衡または二重平衡ミキサまたは平衡増幅器などのその他の電子部品と直接的に整列構造に配置することが可能になる。このようなSAWフィルタを設計すると、トランスフォーマまたはバランなどの他の部品の必要がなくなり、最終的な製品の全体の部品点数を削減し、重量、寸法および消費電力の削減など他の利点も得られる。独自のトランスデューサ・レイアウトを内蔵して、差分入力および/または差分出力並置結合型共振器を設ける表面弾性波(SAW)フィルタの設計と、それを設けるための関連する方法とが必要である。

【0012】

【実施例】本明細書は、バラン、トランスフォーマなどを用いることを必要とせず、平衡給電信号をSAWフィルタに直接的に結合することを可能にする方法を開示している。図5は、被結合共振器フィルタ内の差分SAWトランスデューサ516'の1つの用例を示すが、このようなトランスデューサを他種のSAW装置にも採用することができること、また他のトランスデューサに音響結合されない単独のトランスデューサが周波数選択部品およびノッチ・フィルタなどの用途において周波数に依存するインピーダンスとしての有用性を見出すことは、関連技術の技術者には明白であろう。

【0013】図5ないし図10は、差分入力および/または差分出力並置結合型SAW共振器を採用する本発明による新規の設計を示す。

例I

図5は、単端入力端子15と差分出力端子17+, 17-を有し、共通接地端子を有する二極並置結合型フィルタ500に適応される本発明の第1実施例を示す。この設計は、携帯セルラ電話などの電子機器の設計に、部品点数を減らした状態で組み込んで、重量と寸法の両方を小さくすることができる。もちろん、本発明はセルラ電話設計に限らず、SAWフィルタを利用する任意の電子装置にも組み込むことができる。

【0014】第1軌道13は、端子15および反射器318, 318'を有する単端入力トランスデューサ516によって構成され、第2軌道13'は成端部17+, 17-, 接地および反射器317, 317'を有する差分トランスデューサ516'によって構成される。ここでは、出力バス・バーを2つの別々の部品512' 512"に分割することが必要であり、対応する電極フィン

ガも個別群514' 514"に分離される。群514', 514"は、音波長の1/2超だけ位相が空間的に隔てられ、接地電極519, 510も音波長の1/2超だけ偏位される。言い換えると、電極514', 519は、共通または接地電極に結合された電極520から音波長の1/2だけ(あるいはその整数倍だけ)偏位された、これも共通または接地ノードに結合される電極519を有する第1組の櫛形電極を形成する。一方、電極520は、電極514", 520によって構成される第2組の櫛形電極内に含まれる。フィルタ500は、種々の電子設計用途に関して非平衡平衡条件(またはその逆)の信号を変換し、同時に濾波機能を提供する。M.A. Sharif他による「Coupled Resonator Filters With Differential Input And/Or Differential Output」(pp.67-70; 1995 Ultrasonics Symposium Proceedings, IEEE Cat. No.0-7803-2940-6/95)は、端子17+, 17-に存在するインピーダンスを説明し、これらは基本的に、他の同等の幾何学形状をもつ単端トランスデューサで得られるものの4倍になる(たとえば関連文献の式6を参照)。

例II

図6は、軌道13, 13'が差分入力端子15+, 15-および差分出力端子17+, 17-を有し、共通接地端子を有する二極並置結合型フィルタに適応される本発明の第2実施例を示す。本実施例においては、トランスデューサ616, 616'は、差分入力および差分出力を提供するように設計されている。

【0015】フィルタ600は、入力端子15+, 15-と出力端子17+, 17-とを有し、平衡入力平衡出力二極並置結合型SAWフィルタ600をなす。第1軌道13において、入力端子15+は第1組の電極514'に結合し、入力端子15-はバス・バー512"を介して1/2音波長の倍数だけ第1群の電極514'から隔てられた第2組の電極514'に結合し、接地電極519, 520も音波長の1/2超だけ偏位される。反射器318, 318'が、第1および第2軌道13, 13'の両方と境を接する。

【0016】第2軌道13'は、バス・バー512'を介して第1群の電極514'に結合された出力端子17+と、第1群の電極514'から1/2音波長の倍数だけ隔てられた第2群の電極514"とを備え、接地電極519, 520も、音波長の1/2超だけ偏位される。

【0017】第1および第2軌道13, 13'は、それぞれ、わずかな音波長の広さしか持たない(縦軸; 図6)のが普通であり、第1および第1軌道13, 13'の外側に大きなエネルギー内容を有する音波伝播モードに対応する。たとえば、ある設計では、7波長分の幅またはアパーチャが0.9波長の軌道間間隔、すなわち7.9波長の中心間間隔と共に採用されている。第1および第2軌道13, 13'などの空洞構造が結合されると、

結合と、当初の（結合されない）構造のモードの知識から計算することのできる特性を有する新規の音響伝播モードが形成される。第1および第2軌道13, 13'は、設計帯域幅によって、4ないし13波長幅の範囲内であれば有用であり、7ないし10波長幅の範囲であれば望ましく、約8ないし9波長幅の範囲であることが好ましい。

【0018】動作中は、適切な周波数および位相を有する電氣的刺激が入力端子15+, 15-に印加されると、第1軌道13に音響エネルギーが出現する。反射器318, 318'は、ファブリーペロ空洞などによく似た共振空洞を形成し、これが第1軌道13内の音響エネルギーを水平軸に沿って捕獲する。このエネルギーは、通常1/2ないし3波長である2つの軌道の物理的近接度と、2つの軌道の音響モードが空間的に重なり合い、合成された構造に関して新規の音響モードを提供するという事実とにより一部が第2軌道13'に結合される。第2軌道13'内の音響エネルギーにより端子17+, 17-に電気エネルギーが出現する。トランスデューサ616, 616'と、第1および第2軌道13, 13'と、音響結合との伝達関数が組み合わされて、フィルタ600の全体周波数応答となる。

【0019】希望または要望により、フィルタ600の2つの半部分間の接地接続をフィルタ600の中心（すなわち軌道13, 13'の共通境界に沿ってある中心電極を縦に貫通して）で分解することもできる。同様に、望ましい場合は、軌道13, 13'間の共通境界に沿って走る電極内の金属皮膜の中心ストライプ（図6で横方向）をなくすることにより、入力接地を出力接地から隔離することもできる。このような構造は、接地または接地ループを介するクロストークを減ずるために、入力および出力接地を隔離することが望ましい設計に関して用途を見出す。

【0020】本発明による新規の設計は、四極並置結合型フィルタにも適応することができる。通常は、二極並置結合型SAWフィルタ設計に2つの共振器を追加することにより、大きな帯域外阻止を有しプロファイルの改善された電気周波数応答を得ることができる。図7および図8は、本発明による新規の成端設計が四極SAWフィルタ設計にどのように適応されるかという例をいくつか示す。

例III

図7は、四極フィルタ701がフィルタ500（図5）と類似の構造を1対、相互接続部700を介して組み合わせ、フィルタ500で得られるより改善された性能（たとえば帯域外阻止の増大、より急峻なスカートなど）を得る本発明の第3実施例を示す。第1および第2軌道13, 13'間の接地は、共通である必要はない（すなわち軌道が異なる接地を用いる）ので、相互接続部700と同様の相互接続（図示しないが共通接地1

5', 17'により暗示される）を第2軌道13', 13'間に設けて動作を改善することもできるが、この接地接続部をフィルタ701の外部に置くこともできる。図示されるように共通接地を有すると、通常必要とされる同調インダクタを端子700と接地との間に結合された1つのインダクタに最小限に抑えるという全体的な効果がある。トランスデューサ516の長さが充分にある場合は、端子700にはインダクタは必要ない。

例IV

図8は、共振器対の間に二重結合軌道を有する四極並置結合型SAWフィルタ801が形成される本発明の第4実施例を示す。この設計は、差分入力端子15+, 15-および差分出力端子17+, 17-を有する点でフィルタ701（図7）と似ているが、実際のトランスデューサ設計が異なる。二重電気結合軌道800, 800'を有するフィルタ801は、フィルタ801の第2および第3軌道13'に対応する異なるトランスデューサ518, 518'をも採用する。フィルタ801は実行可能な実施例であるが、フィルタ701よりも望ましくない実施例であることが多い。これは、800, 800'相互接続部においてインピーダンスがより大きくなるためである。このことが設計上の要件と合致すると、この構造が好適なものとなる。

例V

図9は、トランスデューサ916が単端入力端子15を有し、トランスデューサ925が差分出力端子17+, 17-と共通接地端子とを有する二極並置結合型フィルタに適応される本発明の第5実施例を示す。電氣的には、フィルタ901はフィルタ500（図5）と同様である。しかし、フィルタ901は、出力トランスデューサ925を設計するさらに別の方法を示す。入力トランスデューサ916は、入力トランスデューサ516（図5）と同様であるが、本実施例においては、出力トランスデューサ925内のバス・バー927-の寸法がきわめて小さくなり、電極フィンガ構造も再設計される。出願人は、この幾何学形状がフィルタ500（図5）に比して挿入損において利点を持ち、さらにバス・バー927-においてもフォトリソグラフィック解像度の増大を要することを発見した。実験的に評価された1組の設計においては、バス・バー927-は方向30/31に垂直の方向に約1マイクロメートルの寸法を有し、1マイクロメートル未満程度の距離だけ隣接フィーチャから隔てられており、一方、バス・バー927+は方向30/31に垂直な方向に測定して約100マイクロメートルの寸法を有した。トランスデューサ925を利用するこの二極構造は、約1.3dBの挿入損を示した。このトランスデューサ構造の別の利点は、特に、長い（すなわち方向30/31に）トランスデューサ925について、たとえばトランスデューサ200（図6）と比べてインピーダンスが削減されることである。これは、後者のトランス

デューサに伴うインピーダンスの増加が回避されるためである。

例VI

図10は、四極並置結合型フィルタ1001に適應される本発明による第6実施例(図7のフィルタ701に類似)を示す。フィルタ1001は、第2および第3軌道13'に配置されたトランスデューサ1003、1005の間に単独の電気結合軌道1000を備える。第2および第3軌道13'間の接地相互接続部15'、17'も、フィルタ1001の適切な動作のために必要であることは言うまでもない。フィルタ1001のトランスデューサ925の顕著な特徴は、第1バス・バー940が第1長寸法942と第1短寸法941とを有し、好ましくは後者は1音波長未満の寸法を有し、第1長寸法942に平行に配置された第2バス・バー930は第2長寸法932と第2短寸法931とを有し、第2短寸法931は、1音波長を超える。ここでも、出願人は、この設計に関して挿入損が改善されることを発見した。ある設計では、第1短寸法941は0.207波長幅になるよう選択され、近隣構造から0.162波長の間隙だけ隔てられる。このフィルタは、同調インダクタなしで400MHzの周波数において約6dBの挿入損を示し、インダクタがあると4~5dBの挿入損を示した。

【0021】間隙は周波数における偽帯域外応答の配置を決定するので、寸法の異なる間隙200、200'を作成すると有用である。第1寸法(たとえば方向30または31に沿って測定された波長の1/2)の間隙20

0と、異なる寸法(たとえば方向30または31に沿って測定された波長の6/10)の間隙200'とをすることにより、図2、図4、図7、図8および図10のフィルタは、他の二極群からはゼロであるときに1つの二極群から周波数が一致する偽応答を有し、複合フィルタの全体の帯域外阻止を改善する。図1ないし図10に示されたものなどのSAWフィルタは、クォーツ(SiO₂)、リチウム・ニオブ酸塩(LiNbO₃)、リチウム・タンタル酸塩(LiTaO₃)およびリチウム四ホウ酸塩(Li₂B₄O₇)などの適切に準備された基板上に構築することができる。

概要

図5ないし図10に図示された設計を用いて、一連の並置結合型共振器フィルタが作成および試験された。試験は、2つの二極部間に分路インダクタを用いた場合と用いない場合とで行われた。その結果を以下の表1にまとめる。

【0022】表1のデータの比較から、1つの二極フィルタ部は適度な挿入損を示し、帯域外阻止は比較的劣ることが分かる。四極設計内に分路インダクタを備えると、挿入損は1ないし約2.5dB改善され、帯域外阻止に関しては結果が混合する。10*の最適化設計は、電気機械負荷効果から起こる通過帯域歪みを補償するために格子周波数よりも多少大きな中心周波数を有するトランスデューサを用いている。この設計により、挿入損、通過帯域帯域幅、帯域外阻止および偽信号応答の魅力的な組み合わせが得られる。

種類 (図)	IL (dB)	BW (%)	Spur (dB)	Rej (dB)
3	1.6	0.096	10	23
4	5.0	0.06	38	44
4	3.8	0.09	34	44
7	8.3	0.08	31	55
7	5.1	0.09	11	40
8	7.9	0.08	32	50
8	5.4	0.07	8	35
10	9.0	0.09	30	54
10	6.4	0.07	28	58
10*	6.1	0.07	34	55
10*	5.1	0.10	30	42

表1：並置結合型共振器フィルタに関する実験結果。種類はフィルタ種類を示す図面番号を指し、各種類に関するデータのうちの組が分路インダクタのない場合、各フィルタ種類に関するデータのうちの組が分路インダクタのある場合に対応する(アスタリスクは最適化設計を示す)；ILは挿入損；BWは帯域幅で、二極設計(たとえば3)については1.5dBで四極設計(たとえば4以上)については3dBである；Spurは偽信号レベル；Rejは帯域外阻止を示す。本明細書で採用される語法または用語は説明のためのものであって、制限するためのもの

ではない。従って、本発明は添付の請求項の精神および広義に係るこれらすべての代替例、改良、等価物および変形を包含するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来技術による単極表面弾性波(SAW)共振器の電極構造を示す。

【図2】従来技術による並置結合型二極SAW共振器がいかにして形成されるかを示す。

【図3】従来技術による1つの入力端子と1つの出力端子とを有する並置結合型二極SAWフィルタの別の実施例

の簡略化された平面図を示す。

【図4】従来技術による1つの入力端子と1つの出力端子とを有する並置結合型四極SAWフィルタの簡略化された平面図を示す。

【図5】本発明による、共振器が1つの入力端子と差分出力端子とを有し共通接地端子を有する二極並置結合型フィルタに適応される本発明の第1実施例を示す。

【図6】共振器が差分入力端子と差分出力端子とを有し共通接地端子を有する二極並置結合型フィルタに適応される本発明の第2実施例を示す。

【図7】四極並置結合型SAWフィルタが、共振器対の間に1つの結合軌道を有して形成される本発明の第3実施例を示す。

【図8】四極並置結合型SAWフィルタが、共振器対の間に二重結合軌道を有して形成される本発明の第4実施例を示す。

【図9】共振器が1つの入力端子と差分出力端子とを有し共通接地端子を有する二極並置結合型フィルタに適応

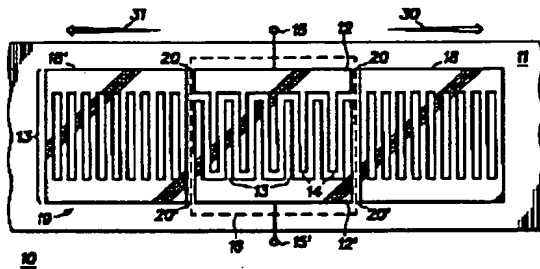
される本発明の第5実施例を示す。

【図10】共振器対の間に1つの結合軌道を有する四極並置結合型フィルタに適応される本発明の第6実施例を示す。

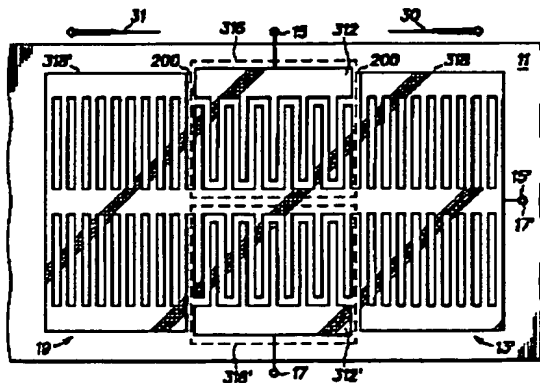
【符号の説明】

- 13, 13' 軌道
- 15 入力端子
- 15', 17' 接地端子
- 17+, 17- 差分出力端子
- 30, 31 方向
- 200 間隙
- 317, 317' 接地反射器
- 318, 318' 反射器
- 500 二極並置結合型フィルタ
- 512', 512" バス・バー
- 514', 514" 電極フィンガ群
- 516, 516' トランスデューサ
- 519, 520 接地電極

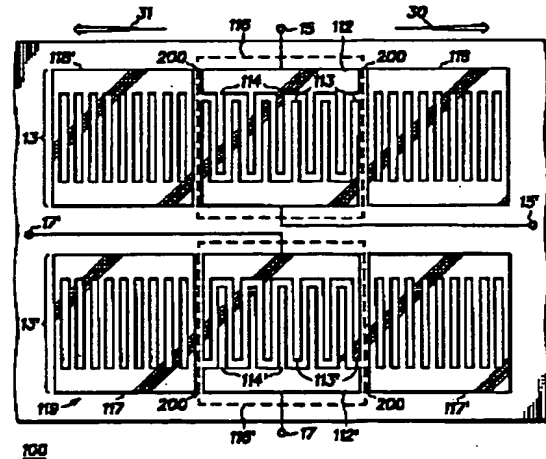
【図1】



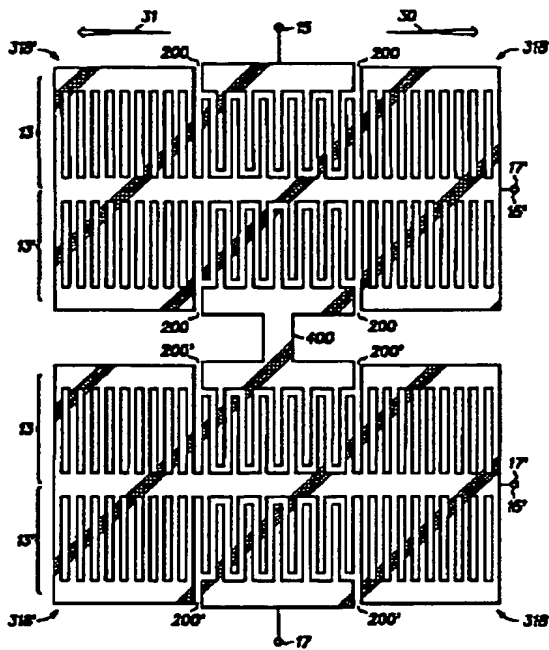
【図3】



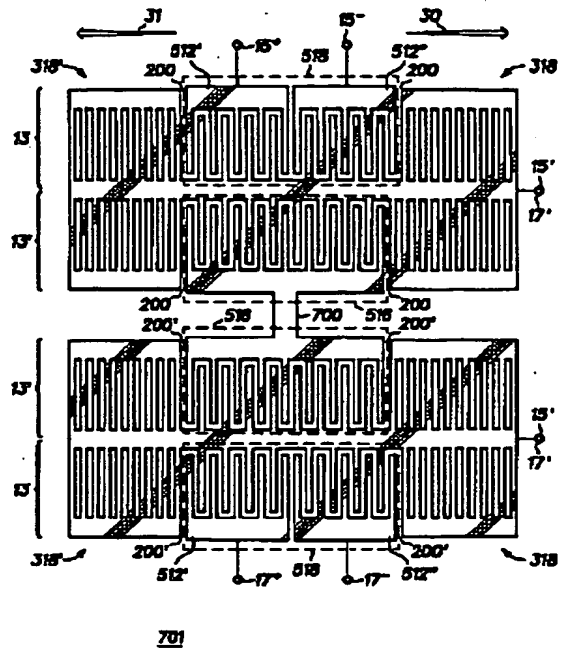
【図2】



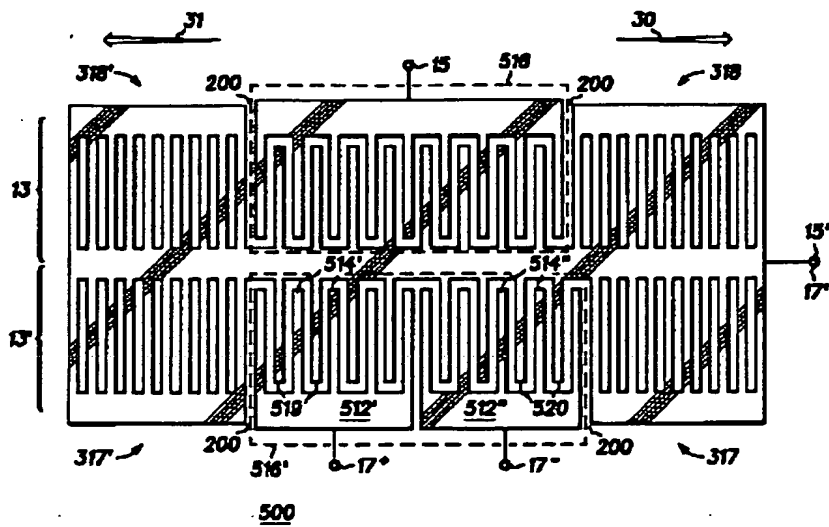
【図 4】



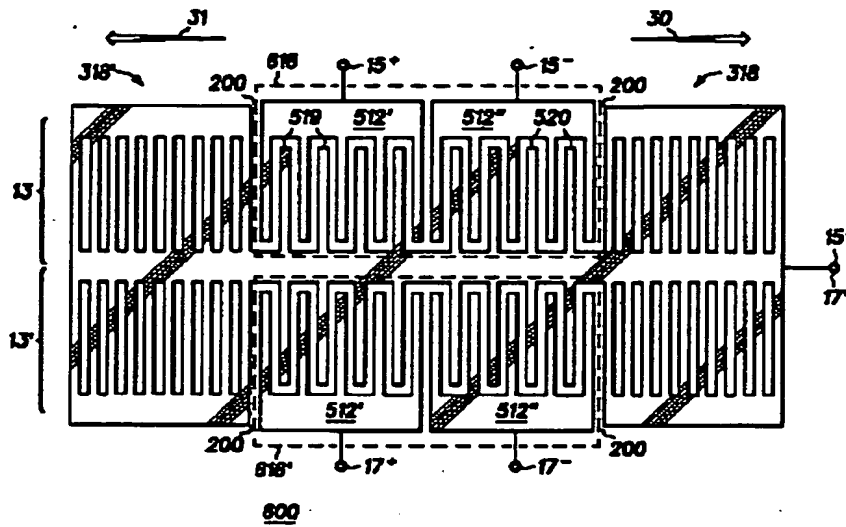
【図 7】



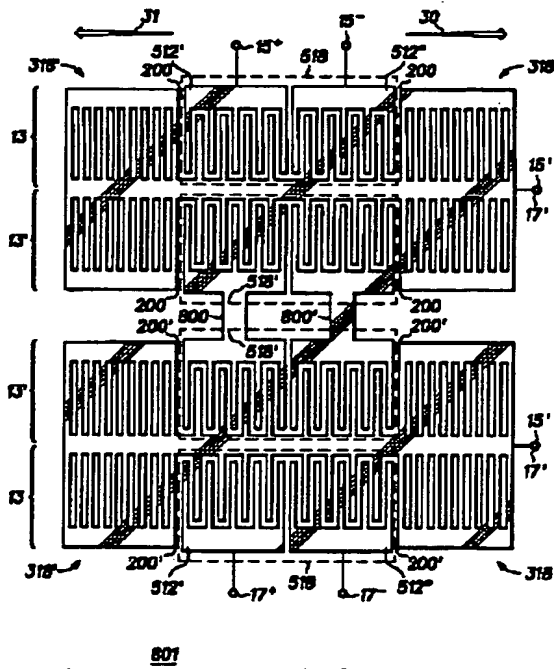
【図 5】



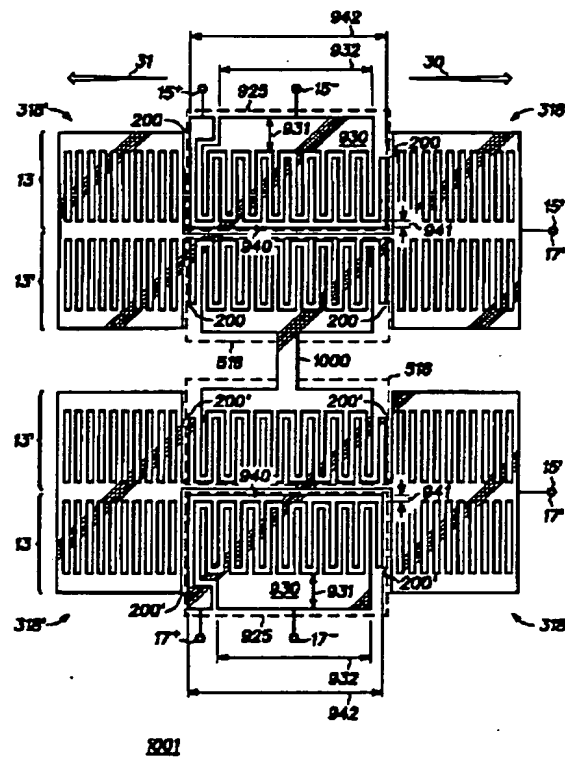
【図6】



【図8】



【図10】



【図9】

